

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-239080

(43)Date of publication of application : 31.08.1999

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

(21)Application number : 10-040601

(71)Applicant : NIPPON TELEGR &amp; TELEPH CORP &lt;NTT&gt;

(22)Date of filing : 23.02.1998

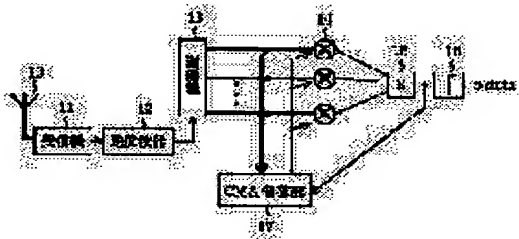
(72)Inventor : YAMADA TOMOYUKI  
KUDO EISUKE

## (54) SPREAD SPECTRUM RECEIVING DEVICE

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable rake composition with a signal requiring no training signal and to reduce the redundancy of signals by using a constant modulus algorithm as a rake composition algorithm.

SOLUTION: A signal inputted from an antenna 10 is converted by a receiver 11 from a radio frequency band to a base band. The converted signal is reversely spread by a reverse spreader 12 with the same spread code (replica) as a spread code used for spreading and separated into a precedent signal and a delayed signal by a delay line 13. The separated precedent signal and delayed signal are weighted by being multiplied through a multiplier 14 by a tap coefficient under the control of a constant modulus algorithm(CMA) control part 17 and the weighting results are added by an adder 15 to enable rake composition so that the signal-to-noise power ratio becomes maximum. Consequently, the same result as with maximum ratio diversity is obtained.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-239080

(43)公開日 平成11年(1999) 8月31日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 1/707

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平10-40601

(22)出願日 平成10年(1998) 2月23日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72)発明者 山田 知之

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(72)発明者 工藤 栄亮

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

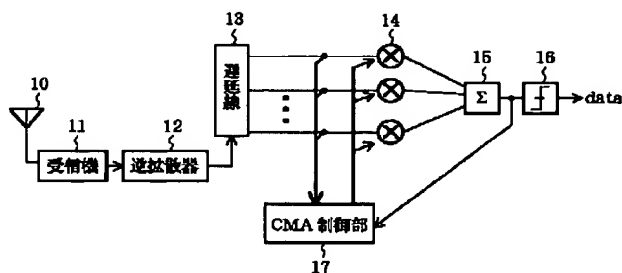
(74)代理人 弁理士 井出 直孝 (外1名)

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散受信装置

(57)【要約】

【課題】 レイク合成を行うスペクトル拡散受信装置では、最小二乗アルゴリズムを用いて先行信号と遅延信号にタップ係数を書けて重み付けをして加算する合成アルゴリズムを用いている。このR L Sアルゴリズムは、トレーニング信号が必要であり、信号の冗長性が大きい。

【解決手段】 レイク合成アルゴリズムとして信号の定包絡線性を利用する Constant Modulus アルゴリズムを用いる。信号フォーマットとしてトレーニング信号が必要なく、冗長性が減少し、受信装置にトレーニング信号発生器を必要としない。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 情報信号に対して情報信号よりも高速な信号速度を有する拡散符号を乗ずることによりスペクトルが広帯域に拡散された送信信号を用いる直接スペクトル拡散通信方式に用いられ、

アンテナと、

このアンテナで受信された受信信号の周波数帯域を無線周波数帯からベースバンドに変換する受信機と、

スペクトル拡散時に使用した拡散符号と同じ拡散符号により逆拡散を行う逆拡散器とを備えたスペクトル拡散受信装置において、

無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する遅延を与え先行信号と遅延信号に分離する遅延線と、

逆拡散後の先行信号と遅延信号とをコンスタントモデュラスアルゴリズム (Constant Modulus Algorithm) を用いてレイク合成する合成器とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項2】 情報信号に対して情報信号よりも高速な信号速度を有する拡散符号を乗ずることによりスペクトルが広帯域に拡散された送信信号を用いる直接スペクトル拡散通信方式に用いられ、

複数のアンテナと、

このアンテナで受信された受信信号の周波数帯域をそれぞれ無線周波数帯からベースバンドに変換する複数の受信機と、

スペクトル拡散時に使用した拡散符号と同じ拡散符号により逆拡散を行う複数の逆拡散器とを備えたスペクトル拡散受信装置において、

無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する遅延を与え先行信号と遅延信号に分離する複数の遅延線と、

各アンテナに対応する逆拡散後の先行信号と遅延信号とをコンスタントモデュラスアルゴリズム (Constant Modulus Algorithm) を用いて合成する合成器とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散通信受信装置。

【請求項3】 情報信号に対して情報信号よりも高速な信号速度を有する拡散符号を乗ずることによりスペクトルが広帯域に拡散された送信信号を用いる直接スペクトル拡散通信方式に用いられ、

複数のアンテナと、

このアンテナで受信された受信信号の周波数帯域をそれぞれ無線周波数帯からベースバンドに変換する複数の受信機と、

スペクトル拡散時に使用した拡散符号と同じ拡散符号により逆拡散を行う複数の逆拡散器とを備えたスペクトル拡散受信装置において、

無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する遅延を与え先行信号と遅延信号に分離する複数の遅延線と、

このアンテナの逆拡散後の先行信号と遅延信号とのうち最も信号対雑音電力比が大きくなる信号を選択し、選択された信号を全てのアンテナについてコンスタントモデュラスアルゴリズム (Constant Modulus Algorithm) を用いて合成する合成器とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、送信信号の情報信号に対して高速な信号速度を有する拡散符号を乗じて広帯域に拡散された拡散送信信号を用いるスペクトル拡散通信方式に利用する受信装置に関する。本発明は、特に受信信号の先行信号および遅延信号を同相合成するレイク合成 (RAKE合成) を行う受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来のレイク合成を実現するスペクトル拡散受信装置の構成例を図2に示す。この受信装置は、レイク合成アルゴリズムとしてRLSアルゴリズム (Recursive leastsquares Algorithm) を用いるものである。アンテナ20から入力した受信信号は、受信機21で無線周波数帯からベースバンドに変換される。変換された信号は、逆拡散器22にて送信時に使用した拡散信号と同じ拡散符号を用いて逆拡散され、遅延線23で先行信号と遅延信号とに分離される。この遅延線23の出力である先行信号、遅延信号に乗算器24でタップ係数を掛けて重み付けをし、加算器25で加算することによりレイク合成を実現する。乗算器24でのタップ係数は逐次的に更新されるが、更新アルゴリズムはRLSアルゴリズムを用いている。すなわち、RLSアルゴリズム制御部27を備え、トレーニング信号発生器28からのトレーニング信号に基づいて乗算器24のタップ係数の重み付けの制御を行っている。

【0003】 参考文献：東、松本：“移動無線用アダプティブ検波後RAKE受信の実験的検討”，1992 秋信学会全大 A-132

RLSアルゴリズムは、最小2乗法を用いてタップ係数を自動調整する再帰アルゴリズムであり、再帰最小2乗アルゴリズムとも称されるものである。以下にRLSアルゴリズムをレイク合成に適用した場合の動作を詳しく説明する。

【0004】 まず、記号の定義とし、入力信号ベクトルを $[外1]$ 、タップ係数ベクトルを $[外2]$ 、出力信号を $y(n)$ 、トレーニング信号を $d(n)$ 、忘却係数を $\lambda$ 、入力信号の相関行列の逆行列を $[外3]$ 、ゲインベクトルを $[外4]$ 、推定誤差を $\alpha(n)$ とする。入力信号ベクトルは、遅延線の複数の出力をベクトルとして表したもので、遅延線の $i$ 番目の出力を $u(i, n)$ とすると次式で示される。

## 【0005】

【外1】

$$\begin{matrix} 3 \\ u(n) \end{matrix}$$

【0006】

【外2】

$$\hat{h}(n)$$

【0007】

【外3】

$$P(n)$$

【0008】

【外4】

$$k(n)$$

【0009】

【外5】

$$u(n) = \begin{pmatrix} u(1,n) \\ u(2,n) \\ \dots\dots\dots \\ u(M,n) \end{pmatrix}$$

ここで、各出力  $u(i, n)$  は複素数であり、信号の同

$$P(0) = cI$$

$$\hat{h}(0) = 0$$

で出発し、以下のように進む。

(1)  $n = 1$  とする。

(2) ゲインベクトルを計算する。

【0013】

【外8】

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} P(n-1) u(n)}{1 + \lambda^{-1} u^H(n) P(n-1) u(n)}$$

(3) 真の推定誤差を計算する。

【0014】

【外9】

$$\alpha(n) = d(n) - \hat{h}^H(n-1) u(n)$$

(4) 係数ベクトルの推定誤差を計算する。

【0015】

【外10】

$$\hat{h}(n) = \hat{h}(n-1) + k(n) \alpha^*(n)$$

(5) 入力信号の相関行列の逆行列を更新する。

【0016】

【外11】

$$P(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - \lambda^{-1} k(n) u^H(n) P(n-1)$$

(6)  $n = n + 1$  としてステップ(2)に戻り、手続きを繰り返す。

【0017】これらの手続きからわかるように、RLS アルゴリズムはトレーニング過程において既知のトレーニング信号  $d(n)$  が必要であり、トレーニング信号発生器からのトレーニング信号を参照してタップ係数を更新する。

【0018】図3にRLSアルゴリズムを用いる場合の

相成分、直交成分を表している。そしてこの入力信号ベクトル【外1】にタップ係数ベクトル【外2】を乗じたものが信号  $y(n)$  であり、次式で示される。

$$y(n) = \hat{h}^H(n) u(n)$$

【外6】

$$y(n) = \hat{h}^H(n) u(n)$$

また、トレーニング信号  $d(n)$  は、RLS アルゴリズムにおいて外部(図2ではトレーニング信号発生器28)から供給される信号であり、タップ係数の更新において必ずこれを参照することが必要である。そして忘却係数  $\lambda$  は入ってくるデータの統計的変動を追従するため遠い過去のデータを忘れるために用いられるパラメータである。以上の準備のもとにRLSアルゴリズムの動作を記述すると、以下ようになる(参考文献:S.ヘイキン:“適応フィルタ入門”現代工学社)。

【0011】次の初期条件

【0012】

【外7】

$c$  は小さい正の定数

信号のフレームフォーマットを示す。この図3に示すように、送信信号は情報信号とトレーニング信号とが含まれるのため、信号の冗長性が増加する。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】このように、従来のRLSアルゴリズムを用いてレイク合成を行う方式であると、信号にトレーニング信号を必要とするために信号の冗長性が増加するという問題と、受信装置にトレーニング信号発生器を必要とする問題とがあった。

【0020】本発明は、このような問題を解決するもので、信号にトレーニング信号を必要とせず、信号の冗長性を少なくし、また受信装置にトレーニング信号発生器を必要としないレイク合成スペクトル拡散受信装置を提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】本発明は、スペクトル拡散受信装置のレイク合成アルゴリズムとしてコンスタントモデュラスアルゴリズム(Constant Modulus Algorithm、以下CMAとも表記する)を用いることを特徴とする。このCMAを用いることにより、本発明はトレーニング信号を必要としない信号でレイク合成を実現することが可能であり、信号の冗長性を減少させることができる。また、受信装置にトレーニング信号発生器を必要としない。

【0022】すなわち、本発明の第一の観点は、情報信号に対して情報信号よりも高速な信号速度を有する拡散符号を乗ずることによりスペクトルが広帯域に拡散された送信信号を用いる直接スペクトル拡散通信方式に用い

られ、アンテナと、このアンテナで受信された受信信号の周波数帯域を無線周波数帯からベースバンドに変換する受信機と、スペクトル拡散時に使用した拡散符号と同じ拡散符号により逆拡散を行う逆拡散器とを備えたスペクトル拡散受信装置において、無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する遅延線と、逆拡散後の先行信号と遅延信号とをCMAを用いて合成する合成器とを備えたことを特徴とする。

【0023】逆拡散された信号は遅延線に入れられ、無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応するように遅延され、遅延線で遅延された同相成分と直交成分はCMAにより逐次的に更新されるタップ係数により重み付けされ、その重み付けの結果が加算器により加算され、レイク合成が行われる。このCMAによりレイク合成することによりトレーニング信号を必要とせずにレイク合成を行うことができる。また、遅延線で遅延を与えたのち逆拡散を行うこともできる。

【0024】また、第二の観点は、複数のアンテナを有して空間ダイバーシチとレイク合成を同時に実現するスペクトル拡散受信装置であって、情報信号に対して情報信号よりも高速な信号速度を有する拡散符号を乗ずることによりスペクトルが広帯域に拡散された送信信号を用いる直接スペクトル拡散通信方式に用いられ、複数のアンテナと、このアンテナで受信された受信信号の周波数帯域をそれぞれ無線周波数帯からベースバンドに変換する複数の受信機と、スペクトル拡散時に使用した拡散符号と同じ拡散符号により逆拡散を行う複数の逆拡散器とを備えたスペクトル拡散受信装置において、無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する複数の遅延線と、各アンテナに対応する逆拡散後の先行信号と遅延信号とをCMAを用いて合成する合成器とを備えたことを特徴とする。この第二の観点の発明では、レイク合成と空間ダイバーシチとを一括して同時に実現することができ、フェージングに対する影響を小さくでき、耐フェージング性を高めることができる。

【0025】さらに、第三の観点は、複数のアンテナの逆拡散後の先行信号と遅延信号のうち最も信号対雑音電力比率が大きくなる信号を先に選択したのちレイク合成を行うもので、無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する複数の遅延線と、個々のアンテナの逆拡散後の先行信号と遅延信号とのうち最も信号対雑音電力比率が大きくなる信号を選択し、選択された信号を全てのアンテナについてCMAを用いて合成する合成器とを備えたことを特徴とする。この第三の観点の発明では、ダイバーシチ選択を行ってからレイク合成を行うことができ、フェージングの影響を低減し耐フェージング性を高めた受信装置を提供できる。

【0026】

【発明の実施の形態】以下図面を参照して発明の実施の形態の一例を説明する。

【0027】図1は、請求項1に記載した発明の実施の形態を説明するものである。このスペクトル拡散受信装置は、情報信号に対して情報信号よりも高速な信号速度を有する拡散符号を乗ずることによりスペクトルが広帯域に拡散された送信信号を用いる直接スペクトル拡散通信方式に用いられるもので、アンテナ10と、このアンテナ10で受信された受信信号の周波数帯域を無線周波数帯からベースバンドに変換する受信機11と、スペクトル拡散時に使用した拡散符号と同じ拡散符号により逆拡散を行う逆拡散器12とを備えたスペクトル拡散受信装置において、本発明の特徴として、無線区間において生じる先行波と遅延波の遅延時間に対応する遅延線13と、逆拡散後の先行信号と遅延信号とをCMAを用いて合成する合成器として、乗算器14と加算器15と、この乗算器14のタップ係数を Constant Modulus Algorithm により制御するCMA制御部17とを備える。なお、加算器15の後段には識別器16が設けられ、加算器15のレイク合成出力を復号してデータとして出力される。

【0028】この図1の動作を説明する。アンテナ10から入力した信号は、受信機11で無線周波数帯からベースバンドに変換される。変換された信号は逆拡散器12で拡散に用いられた拡散符号と同じ拡散符号（レプリカ）により逆拡散され、遅延線13で先行信号と遅延信号とに分離される。分離された先行信号および遅延信号は乗算器14でCMA制御部17の制御によりタップ係数を掛け合わせるにより重み付けが行われ、重み付け結果を加算器15で加算することにより、先行信号と遅延信号を信号対雑音電力比が最大となるようにレイク合成することが可能となる。これにより最大比合成ダイバーシチと同等の結果が得られる。この図1に示す本発明では、タップ係数の更新アルゴリズムとしてCMAを用いる。CMAは、信号の定包絡線性を事前知識として用いるアルゴリズムであり、信号フォーマットにトレーニング信号を必要しないので、信号の冗長性が従来方式のRLSアルゴリズムを用いる方式に比較して減少するという利点がある。また受信装置においてトレーニング信号発生器を具備する必要はない。またRLSアルゴリズムはタップ係数の数をMとすると、 $M \times M$ の行列演算があるため必要な乗算数が $M^2$ に比例し計算量が多くなるが、CMAは乗算数がMに比例するので計算量が少ない利点がある。これはCMAが受信装置の演算装置の簡略化を図ることができる点でも効果があることを意味している。

【0029】

【実施例】（第一実施例）図4に本発明の第一実施例の受信装置の構成を示す。この図4に示す構成は、逆拡散器としてマッチトフィルタを用い、遅延検波器を適用した例である。この図4では、アンテナ40、受信機41、遅延線43、乗算器44、加算器45、CMA制御

部47、識別器46は、図1のアンテナ10、受信機11、遅延線13、乗算器14、加算器15、CMA制御部17、識別器16に対応する。そしてマッチトフィルタ42は、図1の逆拡散器12に対応し、加算器45と識別器46との間に遅延検波器48が挿入された構成である。

【0030】この図4に示す受信装置の動作を説明する。アンテナ40から入力した無線周波数の信号は、受信機41でベースバンドの同相成分と直交成分とに変換される。次に受信機41の出力は、拡散符号によりマッ

$$\begin{pmatrix} I_i' \\ Q_i' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_{c_i}(m) & -w_{s_i}(m) \\ w_{s_i}(m) & w_{c_i}(m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_i \\ Q_i \end{pmatrix} \quad (1)$$

この式(1)で $w_{c_i}(m)$ 、 $w_{s_i}(m)$ は、時刻 $m$ のときのタップ係数を表しており、 $I_i'$ 、 $Q_i'$ は、タップ係数により重み付けされた後の同相成分と直交成分を示す。ここで、タップ係数は逐次的に更新されるため、時刻 $m$ を用いている。重み付けされた $I_i'$ 、

$$y = \begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix} = \sum_{k=1}^n \begin{pmatrix} I_k' \\ Q_k' \end{pmatrix} \quad (2)$$

この出力 $I$ 、 $Q$ はレイク合成の結果として得られるものであり、信号電力対雑音電力比が最大になるようにタップ係数を制御することにより最大比合成ダイバーシチと同等の特性をもつレイク合成が実現できる。

【0035】次にCMAによるタップ係数式を説明する。(参考文献: J.R. Treichler and M.G. Larimore: "New processing techniques based on the constant adaptive algorithm, "IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal processing, ASSP-33, pp. 420-431, 1985)

CMAで用いられる評価関数は

【0036】

$$\begin{aligned} w_{c_i}(m+1) &= w_{c_i}(m) - \mu \frac{\partial}{\partial w_{c_i}} J \\ &= w_{c_i}(m) - \mu [4 (I_i I + Q_i Q) (I^2 + Q^2 - \sigma^2)] \\ w_{s_i}(m+1) &= w_{s_i}(m) - \mu \frac{\partial}{\partial w_{s_i}} J \\ &= w_{s_i}(m) - \mu [4 (-Q_i I + I_i Q) (I^2 + Q^2 - \sigma^2)] \end{aligned} \quad (3)$$

この式(3)で用いられているのは、遅延線の出力である同相成分 $I_i$ 、直交成分 $Q_i$ および、それらにタップ

復号し出力する。

【0031】この第一実施例では、逆拡散器をベースバンドで適用する例を示したが、中間周波数帯あるいは無線周波数帯で適用することも可能である。また逆拡散器としてマッチトフィルタを用いる例を示したが、逆拡散器として拡散符号を乗算し、ローパスフィルタ等により積分する方法やコンボルバを用いることもできる。さらに前述の拡散符号を乗算し積分する方法を適用した場合には遅延線を逆拡散器の前に配置することもできる。さらに検波方式として、遅延検波ではなく同期検波を用いることもできる。

【0032】次にレイク合成動作を詳細に説明する。まず、説明を容易するために、遅延時間の異なる遅延線の $i$ 番目の出力信号の同相成分を $I_i$ 、直交成分 $Q_i$ と表現する。各 $I_i$ 、 $Q_i$ にはタップ係数が乗じられるが、この動作は式(1)に示されている。

【0033】

【外12】

$Q_i'$ はすべての $i$ にわたり加算されて加算後の同相成分 $I$ と直交成分 $Q$ とが得られる。この関係は式(2)で表される。

【0034】

【外13】

【外14】

$$J = [|y|^2 - \sigma^2]^2$$

である。ここで、 $\sigma$ は所望の振幅を表している。この評価関数は所望信号の振幅が一定であるとの事前知識を用いたものであり、トレーニング信号が含まれていない。CMAはこの評価関数 $J$ を最小化するように動作し、タップ係数を更新する。評価関数を最小化することにより、信号対雑音電力比を最大にできる。最急降下法を用いた更新式を式(3)で示す。

【0037】

【外15】

係数を乗じた結果を加算した $I$ 、 $Q$ であり、トレーニング信号は含まれていない。

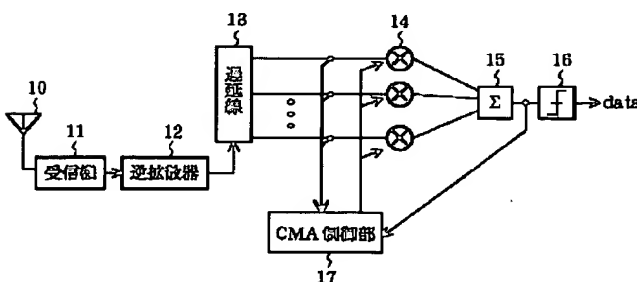
【0038】（第二実施例）図5に第二の発明の観点の実施例を示す。この図5に示す実施例は、アンテナが複数ある空間ダイバーシティに適用した例であり、図1の例と比べると、アンテナ50が複数であり、受信機51、逆拡散器52、遅延線53も複数となる点で相違する。この図5の受信装置では、一つのアンテナに対応して先行信号、遅延信号の一つの組が存在するが、アンテナが複数となることによりこの組が複数個存在する。この受信装置は、すべての組の出力をCMAにより一括して合成することにより、レイク合成および空間ダイバーシティを同時に実現できる。

【0039】（第三実施例）図6に第三の発明の観点の実施例を示す。この図6に示す実施例は、複数のアンテナで、個々のアンテナで受信した信号の逆拡散後の先行信号と遅延信号のうち最も信号対雑音電力比が大きくなる信号を選択器68により選択して合成しその結果をCMAによりレイク合成するものである。すなわち、複数のアンテナ60a～60c、受信機61a～61c、逆拡散器62a～62c、遅延線63a～63cを備え、遅延線63a～63cのそれぞれについて、個々のアンテナごとについて逆拡散後の先行信号と遅延信号のうち最も信号対雑音電力比が大きくなる信号を選択器68a～68cで選択し、乗算器64a～64cでCMA制御部67の制御によりタップ係数により重み付けを行い、加算器65で加算してレイク合成を行う。このレイク合成後の出力は識別器66で復号されデータとして出力される。この第三実施例では、第二実施例に比べて一部に最大比合成法により劣る選択合成法を利用しているためダイバーシティ効果は期待できないものの、CMAにより制御されるタップ係数の数を減らすことができるため、CMAの収束時間が短縮されるため、フェージングの追従性が良好であり、耐フェージング性の高い受信を行うことができる。

【0040】

【発明の効果】以上説明したように、本発明では、レイク合成における先行信号、遅延信号の合成アルゴリズム

【図1】



としてCMAを用いるため、既知のトレーニング信号を必要とせず、信号の冗長性を減少させ、伝送路効率を向上することができる。また、受信装置にトレーニング信号発生器を具備する必要もないので、受信装置を簡単化できる。さらに、CMAはRLSアルゴリズムに比べ計算量が少なくなるため、受信装置の簡略化を図ることができる。また空間ダイバーシティ構成にすることによりフェージングの多い無線区間でもその変化に追従することができ、耐フェージング性の高い受信装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第一の観点の受信装置を示すブロック図。

【図2】従来のレイク合成を行う受信装置を示すブロック図。

【図3】従来方式の信号フォーマットを示す図。

【図4】本発明の第一実施例の受信装置を示すブロック図。

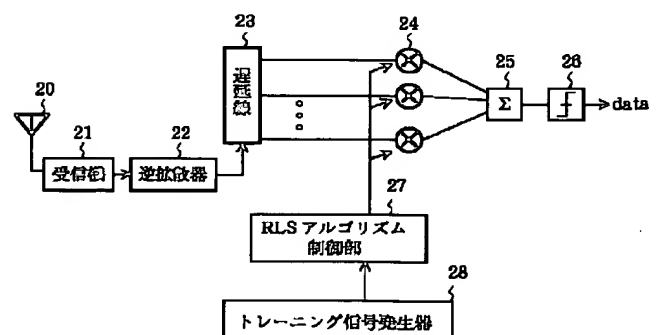
【図5】本発明の第二実施例の受信装置を示すブロック図。

【図6】本発明の第三実施例の受信装置を示すブロック図。

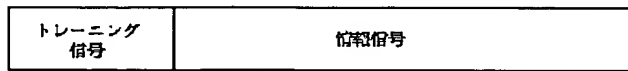
【符号の説明】

10、20、40、50、60 アンテナ  
11、21、41、51、61 受信機  
12、22、52、62 逆拡散器  
42 マッチフィルタ  
13、23、43、53、63 遅延線  
14、24、44、54、64 乗算器  
15、25、45、55、65 加算器  
16、26、46、56、66 識別器  
17、47、57、67 CMA制御部  
27 RLSアルゴリズム制御部  
28 トレーニング信号発生器  
48 遅延検波器  
68 選択器

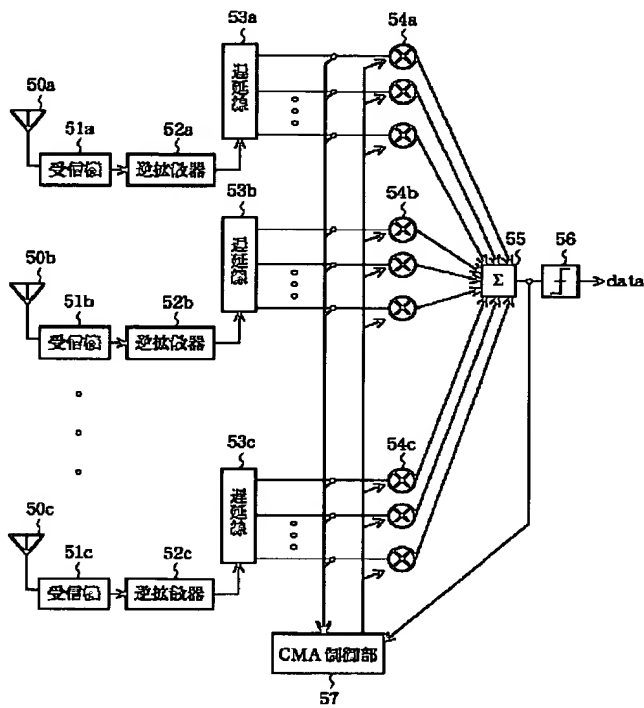
【図2】



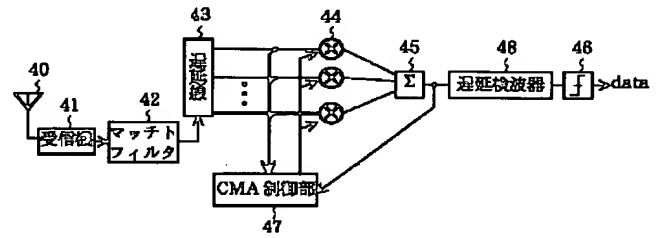
【図3】



【図5】



【図4】



【図6】

